

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 07-264151

(43)Date of publication of application : 13.10.1995

(51)Int.Cl.

H04H 5/00
H04N 5/60
H04N 7/08
H04N 7/081
H04S 1/00

(21)Application number : 06-053431

(71)Applicant : NEC CORP

(22)Date of filing : 24.03.1994

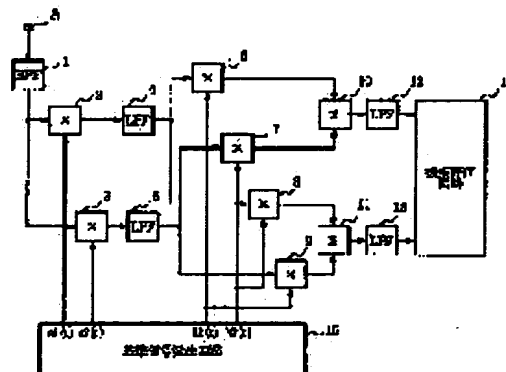
(72)Inventor : MATSUI TOSHIYA

(54) PILOT SIGNAL DETECTION CIRCUIT AND PILOT SIGNAL DETECTION METHOD

(57)Abstract:

PURPOSE: To reduce the detection required time by locating a preprocessing multiplier circuit and a low pass filter circuit to a pre-stage at an input side and eliminating effectively a noise.

CONSTITUTION: A pilot signal is respectively multiplied with a reference signal at each of multipliers 2, 3 and LPFs 4, 5 generates signals Q1, Q2 from which a harmonic component is eliminated. The signal Q1 is fed to multipliers 6, 8 and the signal Q2 is fed to multipliers 7,9 and the reference signal is fed to each multiplier. Output signals P1, P2 of the multipliers 6, 7 are fed to an adder 10 and output signals P3, P4 of the multipliers 8, 9 are fed to an adder 11 respectively and sum signals U1, U2 are respectively generated. LPFs 12, 13 receive the signals U1, U2 and eliminate the harmonic components to generate signals V1, V2, and the signals V1, V2 are fed to an amplitude evaluation circuit 14. The circuit 14 evaluates the amplitude of the signals V1, V2 to discriminate a multiplex voice mode in a broadcast signal.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 15.11.1995

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 2699860

[Date of registration] 26.09.1997

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right] 26.09.2001

(11)特許出願公開番号

特開平7-264151

(43)公開日 平成7年(1995)10月13日

(51)Int.Cl. ⁸	識別記号	序内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 H 5/00	3 0 2			
H 0 4 N 5/60	1 0 2 A			
7/08				
7/081				
			H 0 4 N 7/ 08	1 0 1
			審査請求 未請求 請求項の数3	〇L (全 9 頁) 最終頁に続く

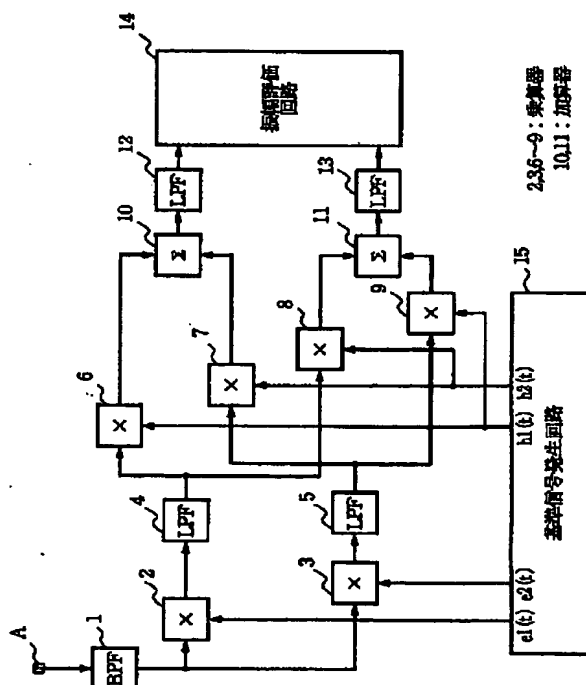
(21)出願番号	特願平6-53431	(71)出願人	000004237 日本電気株式会社 東京都港区芝五丁目7番1号
(22)出願日	平成6年(1994)3月24日	(72)発明者	松井 俊也 東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内
		(74)代理人	弁理士 京本 直樹 (外2名)

(54) 【発明の名称】 パイロット信号検出回路およびパイロット信号検出方法

(57) 【要約】

【目的】弱電界時においても良好なパイロット信号検出特性をもつ2キャリア音声多重方式受信機のパイロット信号検出回路を得る。

【構成】パイロット信号Pと基準信号 $\phi_1(t)$ と基準信号 $\phi_2(t)$ とをそれぞれ乗算して乗算信号P1、P2をそれぞれ生成する乗算回路1、2と、乗算信号P1、P2の供給にตอบสนองして所定の低域濾波を行いフィルタ信号Q1、Q2をそれぞれ出力するLPF4、5とを前処理用に備える。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 予め定めた第 3 の周波数の搬送波信号をそれぞれ第 1 および第 2 の周波数の第 1 および第 2 の識別信号で振幅変調して生成したパイロット信号の供給を受け、前記第 1、第 2 の周波数のいずれであるかを検出することにより前記第 1 および第 2 の識別信号のいずれであるかを識別するパイロット信号検出回路において、前記パイロット信号と前記第 3 の周波数の第 1 の円関数である第 1 の基準信号と前記第 3 の周波数の第 2 の円関数である第 2 の基準信号とをそれぞれ乗算して第 1 および第 2 の乗算信号をそれぞれ生成する第 1 および第 2 の乗算回路と、
前記第 1 および第 2 の乗算信号の供給にตอบสนองして所定の低域濾波を行い第 1 および第 2 のフィルタ信号をそれぞれ出力する第 1 および第 2 の低域フィルタ回路と、
前記第 1 のフィルタ信号と前記第 1 の周波数の第 1 の円関数である第 3 の基準信号とを乗算して第 3 の乗算信号を生成する第 3 の乗算回路と、
前記第 2 のフィルタ信号と前記第 1 の周波数の第 2 の円関数である第 4 の基準信号とを乗算して第 4 の乗算信号を生成する第 4 の乗算回路と、
前記第 1 のフィルタ信号と前記第 4 の基準信号とを乗算して第 5 の乗算信号を生成する第 5 の乗算回路と、
前記第 2 のフィルタ信号と前記第 3 の基準信号とを乗算して第 6 の乗算信号を生成する第 6 の乗算回路と、
前記第 3 および第 4 の乗算信号を加算し第 1 の加算信号を生成する第 1 の加算回路と、
前記第 5 および第 6 の乗算信号を加算し第 2 の加算信号を生成する第 2 の加算回路と、
前記第 1 および第 2 の加算信号の供給にตอบสนองして所定の低域濾波を行い第 3 および第 4 のフィルタ信号をそれぞれ出力する第 3 および第 4 の低域フィルタ回路と、
前記第 3 および第 4 のフィルタ信号の供給にตอบสนองして振幅評価を行い前記第 1 の識別信号を検出する振幅評価回路と、
前記第 1～第 4 の基準信号を発生する基準信号発生回路とを備えることを特徴とするパイロット信号検出回路。

【請求項 2】 前記振幅評価回路が前記第 3 および第 4 のフィルタ信号の各々を 2 乗して加算した後に 1/2 乗することにより前記振幅評価を行うことを特徴とする請求項 1 記載のパイロット信号検出回路。

【請求項 3】 予め定めた第 3 の周波数の搬送波信号をそれぞれ第 1 および第 2 の周波数の第 1 および第 2 の識別信号で振幅変調して生成したパイロット信号の供給を受け、前記第 1、第 2 の周波数のいずれであるかを検出することにより前記第 1 および第 2 の識別信号のいずれであるかを識別するパイロット信号検出方法において、前記パイロット信号と前記第 3 の周波数の第 1 の円関数である第 1 の基準信号と前記第 3 の周波数の第 2 の円関数である第 2 の基準信号とをそれぞれ乗算して第 1 およ

び第 2 の乗算信号をそれぞれ生成し、

前記第 1 および第 2 の乗算信号の供給にตอบสนองして所定の低域濾波を行い第 1 および第 2 のフィルタ信号をそれぞれ出力し、

前記第 1 のフィルタ信号と前記第 1 の周波数の第 1 の円関数である第 3 の基準信号とを乗算して第 3 の乗算信号を生成し、

前記第 2 のフィルタ信号と前記第 1 の周波数の第 2 の円関数である第 4 の基準信号とを乗算して第 4 の乗算信号を生成し、

前記第 1 のフィルタ信号と前記第 4 の基準信号とを乗算して第 5 の乗算信号を生成し、

前記第 2 のフィルタ信号と前記第 3 の基準信号とを乗算して第 6 の乗算信号を生成し、

前記第 3 および第 4 の乗算信号を加算し第 1 の加算信号を生成し、

前記第 5 および第 6 の乗算信号を加算し第 2 の加算信号を生成し、

前記第 1 および第 2 の加算信号の供給にตอบสนองして所定の低域濾波を行い第 3 および第 4 のフィルタ信号をそれぞれ出力し、

前記第 3 および第 4 のフィルタ信号の供給にตอบสนองして振幅評価を行い前記第 1 の識別信号を検出することを特徴とするパイロット信号検出方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明はパイロット信号検出装置およびパイロット信号検出方法に関し、特にテレビジョン信号の音声多重方式の一つである 2 キャリヤ音声多重方式に用いるパイロット信号検出回路およびパイロット信号検出方法に関する。

【0002】

【従来の技術】 テレビジョン音声多重放送は、テレビジョン放送の音声チャンネルを複数化し、2 国語などの二重音声番組やステレオ音声番組などを放送するシステムである。その一つである国際無線通信諮問委員会記録 (CCIR Document)、レポート 795・1、1978～1982 年、第 205～213 頁記載の 2 キャリヤ音声多重方式は、PAL 方式などのヨーロッパのテレビジョン方式で用いられている。

【0003】 2 キャリヤ音声多重方式の周波数スペクトラム図を示す図 2 を参照して、本方式の概要を説明すると、音声信号は対象テレビジョン方式本来の音声搬送波とそれより高い付加音声搬送波との 2 つの搬送波の FM 変調により送信される。これを受信し、これら 2 つの搬送波対応の第 1 および第 2 の音声 IF (中間周波) 信号が得られる。これら第 1 および第 2 の音声 IF 信号を FM 検波しそれぞれ対応する第 1 および第 2 の音声信号が出力される。これら第 1 および第 2 の音声信号には、音声多重信号の種類がステレオか 2 重音声かにそれぞれ対

応して、第1音声信号にはL+R信号または主音声信号が、第2音声信号には2R信号または副音声信号がそれぞれ含まれる。また、音声多重信号の識別用のパイロット信号もこの第2音声信号中に含まれる。このパイロット信号は映像信号の水平同期信号の3.5倍の周波数の信号（以下3.5 f_H と呼ぶ）を搬送波として、ステレオ放送対応のステレオ識別信号の場合には $f_H/133$ （約117.5Hz）の周波数で、2重音声放送対応の2重音声識別信号の場合には $f_H/57$ （約274.1Hz）の周波数でそれぞれ50%の変調度でAM変調された信号である。上記パイロット信号の検出とは、このAM変調されたこれらステレオおよび2重音声それぞれの識別信号の周波数を検出することにより、現在の多重音声放送モードを確定することを主目的とするものである。

【0004】公知であり最も基本的な従来の第1のパイロット信号検出回路をブロックで示す図3を参照すると、このパイロット信号検出回路は、第2音声信号Aの供給を受けパイロット信号Pを抽出する中心周波数3.5 f_H のバンドパスフィルタ（BPF）1と、パイロット信号PをAM検波し変調信号Mを抽出するAM検波器21と、この変調信号Mをそれぞれ通過させるステレオ識別信号S用の中心周波数117.5HzのBPF22および2重音声識別信号D用の中心周波数274.1HzのBPF23と、これら信号S、Dの供給を受け振幅評価して受信中の放送モードを判別する振幅評価回路24とを備える。

【0005】動作について説明すると、第2音声信号AはBPF1に供給され、BPF1はこの第2音声信号Aの3.5 f_H 付近の信号を通過させパイロット信号Pのみを抽出する。このパイロット信号PはAM検波器21で検波され変調信号MとしてBPF22、23に供給される。受信中の放送がステレオ放送である場合には、変調信号Mは117.5HzであるのでBPF22を通過し対応のステレオ識別信号Sが出力される。また、2重音声放送である場合には、変調信号Mは274.1HzであるのでBPF23を通過し対応の2重音声識別信号Dが出力される。振幅評価回路24は、これら信号S、Dの振幅評価を行い振幅が大きい方の識別信号をもって受信中の放送モードを判別し、この判別結果に対応して出力する音声信号のモードを適切に切り替える。

【0006】この従来の第1のパイロット信号検出回路は、ステレオ、2重音声識別信号S、Dの検出感度がAM検波後のBPF22、23の各々の選択特性に大きく依存する。この選択特性向上のためこれらBPFのQを高く確保する必要があるが、このことは製造上における中心周波数の許容偏差の縮小およびIC化の困難要因となる。

【0007】この問題点を解決する特開平2-105784号公報記載の従来の第2のパイロット信号検出回路

をブロックで示す図4を参照すると、第1の従来例と共通のパイロット信号Pを抽出するBPF1と、パイロット信号Pと基準信号 $g_1(t)$ 、 $g_2(t)$ 、 $g_3(t)$ 、および $g_4(t)$ の各々との乗算を行いそれぞれ信号 P_1 、 P_2 、 P_3 、および P_4 を生成する乗算器6、7、8、および9と、信号 P_1 、 P_2 を加算し信号 U_1 を生成する加算器10と、信号 P_3 、 P_4 を加算し信号 U_2 を生成する加算器11と、信号 U_1 、 U_2 の各々の高調波を除去しそれぞれ信号 V_1 、 V_2 を生成するローパスフィルタ（LPF）12、13と、これら信号 V_1 、 V_2 の供給を受け振幅評価して受信中の放送モードを判別する振幅評価回路14と、基準信号 $g_1(t)$ 、 $g_2(t)$ 、 $g_3(t)$ 、および $g_4(t)$ を生成する基準信号発生回路16とを備える。

【0008】動作について説明すると、BPF1により抽出されたパイロット信号Pは、乗算器6～9の各々の一方の入力端に供給される。これら乗算器6～9の他の一方の入力端にはそれぞれ基準信号 $g_1(t) \sim g_4(t)$ が供給される。乗算器6～9は一般には混合器であり、ダイオードなどの非直線素子や平行変調器などを用いて構成される。基準信号 $g_1(t) \sim g_4(t)$ は、パイロット信号Pの搬送波と同一の3.5 f_H の周波数の信号と、ステレオおよび2重音声用のそれぞれの識別信号と同一の $f_H/18$ 、 $f_H/57$ の周波数の信号との合成信号である。ここで、ステレオおよび2重音声識別信号の相違点は周波数のみであるので、以下においては説明の便宜上、ステレオ識別信号についてのみ説明する。

【0009】信号 $g_1(t) \sim g_4(t)$ は以下の数式で表わされる。

$$\begin{aligned} g_1(t) &= \cos \omega_p t \cdot \cos \omega_s t \\ g_2(t) &= \sin \omega_p t \cdot \sin \omega_s t \\ g_3(t) &= \sin \omega_p t \cdot \cos \omega_s t \\ g_4(t) &= \cos \omega_p t \cdot \sin \omega_s t \end{aligned}$$

$\omega_p t$: パイロット信号搬送波周波数 (3.5 f_H)
 $\omega_s t$: ステレオ識別信号変調周波数 ($f_H/18=177.5$ Hz)

また、BPF1を経由して供給されるパイロット信号 $P=f(t)$ はAM変調されているので次式のように示される。

$$f(t) = A \{1 + k \cdot \cos(\omega_s t + \phi)\} \cdot \cos(\omega_s t + \theta)$$

ここで、 ϕ 、 θ はそれぞれ受信されたステレオ識別信号用変調信号およびパイロット信号搬送波と基準信号 $g_1(t) \sim g_4(t)$ との位相差を示す。

【0012】パイロット信号 $f(t)$ は乗算器6～9の各々において基準信号 $g_1(t) \sim g_4(t)$ とそれぞれ乗算され、乗算器6、7の各々の乗算結果信号 P_1 、 P_2 が加算器10に、乗算器8、9の各々の乗算結果信号 P_3 、 P_4 が加算器11にそれぞれ供給される。加算器10、11の各々はそれぞれ信号 P_1 、 P_2 および信号 P_3 、 P_4 の加算を実行し加算結果信号 U_1 、 U_2 をそれぞれ

LPF12, 13に供給する。LPF12, 13の各々は信号U1, U2の高調波成分をそれぞれ除去して信号V1, V2を生成し、これら信号V1, V2を振幅評価回路14に供給する。この振幅評価回路14において信号V1, V2を振幅評価し、放送中の多重音声モードを

判別する。

【0013】以上の処理を以下に数式で示す。

【0014】まず、乗算器6における演算は(1)式で示される。

$$\begin{aligned}
 & f(t) \cdot g1(t) \\
 &= A [1 + k \cdot \cos(\omega_s t + \phi)] \cdot \cos(\omega_s t + \theta) \\
 & \quad \cdot \cos \omega_p t \cdot \cos \omega_s t \\
 &= A (1/4) \{ \cos(2\omega_p t + \omega_s t + \theta) + \cos(2\omega_p t - \omega_s t + \theta) \\
 & \quad + \cos(\omega_s t + \theta) + \cos(\omega_s t - \theta) \\
 & \quad + (k/2) \cos(2\omega_p t + 2\omega_s t + \theta + \phi) + (k/2) \cos(2\omega_p t - 2\omega_s t + \theta + \phi) \\
 & \quad + (k/2) \cos(2\omega_p t + \theta + \phi) + (k/2) \cos(2\omega_p t + \theta - \phi) \\
 & \quad + (k/2) \cos(2\omega_s t + \theta + \phi) + (k/2) \cos(2\omega_s t + \phi - \theta) \\
 & \quad + (k/2) \cos(\theta + \phi) + (k/2) \cos(\phi - \theta) \dots \dots \dots (1)
 \end{aligned}$$

同様に、乗算器7～9における演算はそれぞれ(2)～(4)式で示される。

【0015】

$$\begin{aligned}
 & f(t) \cdot g2(t) \\
 &= A (1/4) \{ -\cos(2\omega_p t - \omega_s t + \theta) + \cos(2\omega_p t + \omega_s t + \theta) + \cos(\omega_s t - \theta) - \cos(\omega_s t + \theta) \\
 & \quad + (k/2) \cos(2\omega_p t + 2\omega_s t + \theta + \phi) - (k/2) \cos(2\omega_p t - 2\omega_s t + \theta - \phi) \\
 & \quad + (k/2) \cos(2\omega_p t + \theta - \phi) - (k/2) \cos(2\omega_p t + \theta + \phi) \\
 & \quad + (k/2) \cos(2\omega_s t + \theta - \phi) - (k/2) \cos(2\omega_s t + \phi + \theta) \\
 & \quad + (k/2) \cos(\theta + \phi) - (k/2) \cos(\phi - \theta) \dots \dots \dots (2)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & f(t) \cdot g3(t) \\
 &= A (1/4) \{ \sin(2\omega_p t + \omega_s t + \theta) + \sin(2\omega_p t - \omega_s t + \theta) - \sin(\omega_s t + \theta) - \sin(\omega_s t - \theta) \\
 & \quad + (k/2) \sin(2\omega_p t + 2\omega_s t + \theta + \phi) + (k/2) \sin(2\omega_p t - 2\omega_s t + \theta - \phi) \\
 & \quad + (k/2) \sin(2\omega_p t + \theta + \phi) + (k/2) \sin(2\omega_p t + \theta - \phi) \\
 & \quad + (k/2) \sin(2\omega_s t + \theta + \phi) - (k/2) \sin(\theta - 2\omega_s t - \phi) \\
 & \quad + (k/2) \sin(\theta + \phi) - (k/2) \sin(\theta - \phi) \dots \dots \dots (3)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & f(t) \cdot g4(t) \\
 &= A (1/4) \{ \sin(2\omega_p t + \omega_s t + \theta) - \sin(2\omega_p t - \omega_s t + \theta) + \sin(\omega_s t + \theta) + \sin(\omega_s t - \theta) \\
 & \quad + (k/2) \sin(2\omega_p t + 2\omega_s t + \theta + \phi) - (k/2) \sin(2\omega_p t - 2\omega_s t + \theta - \phi) \\
 & \quad - (k/2) \sin(2\omega_p t + \theta + \phi) + (k/2) \sin(2\omega_p t + \theta - \phi) \\
 & \quad + (k/2) \sin(2\omega_s t + \theta + \phi) + (k/2) \sin(2\omega_s t + \phi - \theta) \\
 & \quad + (k/2) \sin(\theta + \phi) + (k/2) \sin(\theta - \phi) \dots \dots \dots (4)
 \end{aligned}$$

LPF12, 13の各々の出力信号V1=v1(t), V2=v2(t)はそれぞれ(5), (6)式で表され

る。

$$\begin{aligned}
 v_1(t) &= [f(t) \cdot g_1(t) + f(t) \cdot g_2(t)] T(s) \\
 &= A(1/4) [(k/2) \{\cos(\theta + \phi) + \cos(\phi - \theta)\} + (k/2) \{\cos(\theta + \phi) - \cos(\phi - \theta)\}] \\
 &= (k/4) A \cos(\phi + \theta) \dots\dots\dots (5) \\
 v_2(t) &= [f(t) \cdot g_3(t) + f(t) \cdot g_4(t)] T(s) \\
 &= A(1/4) [(k/2) \{-\sin(\theta + \phi) - \sin(\theta - \phi)\} - (k/2) \{\sin(\theta + \phi) - \sin(\theta - \phi)\}] \\
 &= -(k/4) A \sin(\phi + \theta) \dots\dots\dots (6)
 \end{aligned}$$

ここで、 $T(s)$ は LPF12, 13 の伝達関数である。

【0016】 振幅評価回路14は、これら信号 v_1 , v_2 から識別信号の振幅項 A を検出する。その検出法には

$$[v_1(t)^2 + v_2(t)^2]^{1/2} = (k/4) A \dots\dots\dots (7)$$

高調波除去用の LPF12, 13 のカットオフ周波数を十分低く設定することによって等価的に識別信号の検出特性を向上できる。例えば、上記カットオフ周波数を1 Hz程度と低くすると、ステレオ識別信号の周波数117.5 Hzを土約1 Hzの精度で検出できる。

【0017】

【発明が解決しようとする課題】 上述した従来の第1のパイロット信号検出回路は、識別信号の検出感度がAM検波後のステレオ、2重音声識別信号選択用の各々のBPFの選択特性に大きく依存するので、この選択特性向上のためにこれらBPFのQを高く確保する必要がある、製造上における周波数特性の許容偏差が小さいことによる歩留りの低下およびIC化が困難であるという欠点がある。

【0018】 上記欠点を克服する従来の第2のパイロット信号検出回路は、演算後の高調波成分の除去用のLPFのカットオフ周波数を検出精度向上のため数Hz程度と小さく設定する必要がある、伝達信号の応答特性が遅くなることにより検出時間がかかるという欠点がある。

【0019】 また、乗算器に直接パイロット信号を供給するため、弱電界時における雑音混入を考慮すると検出精度を確保するため乗算器のリニアリティやダイナミックレンジを十分大きくする必要がある、これらが設計および製造コストの増加要因となるという欠点がある。

【0020】

【課題を解決するための手段】 本発明のパイロット信号検出回路は、予め定めた第3の周波数の搬送波信号をそれぞれ第1および第2の周波数の第1および第2の識別信号で振幅変調して生成したパイロット信号の供給を受け、前記第1, 第2の周波数のいずれであるかを検出することにより前記第1および第2の識別信号のいずれであるかを識別するパイロット信号検出回路において、前記パイロット信号と前記第3の周波数の第1の円関数である第1の基準信号と前記第3の周波数の第2の円関数である第2の基準信号とをそれぞれ乗算して第1および第2の乗算信号をそれぞれ生成する第1および第2の乗

算回路と、前記第1および第2の乗算信号の供給にตอบสนองして所定の低域濾波を行い第1および第2のフィルタ信号をそれぞれ出力する第1および第2の低域フィルタ回路と、前記第1のフィルタ信号と前記第1の周波数の第1の円関数である第3の基準信号とを乗算して第3の乗算信号を生成する第3の乗算回路と、前記第2のフィルタ信号と前記第1の周波数の第2の円関数である第4の基準信号とを乗算して第4の乗算信号を生成する第4の乗算回路と、前記第1のフィルタ信号と前記第4の基準信号とを乗算して第5の乗算信号を生成する第5の乗算回路と、前記第2のフィルタ信号と前記第3の基準信号とを乗算して第6の乗算信号を生成する第6の乗算回路と、前記第3および第4の乗算信号を加算し第1の加算信号を生成する第1の加算回路と、前記第5および第6の乗算信号を加算し第2の加算信号を生成する第2の加算回路と、前記第1および第2の加算信号の供給にตอบสนองして所定の低域濾波を行い第3および第4のフィルタ信号をそれぞれ出力する第3および第4の低域フィルタ回路と、前記第3および第4のフィルタ信号の供給にตอบสนองして振幅評価を行い前記第1の識別信号を検出する振幅評価回路と、前記第1～第4の基準信号を発生する基準信号発生回路とを備えて構成されている。

【0021】 本発明のパイロット信号検出回路は、予め定めた第3の周波数の搬送波信号をそれぞれ第1および第2の周波数の第1および第2の識別信号で振幅変調して生成したパイロット信号の供給を受け、前記第1, 第2の周波数のいずれであるかを検出することにより前記第1および第2の識別信号のいずれであるかを識別するパイロット信号検出方法において、前記パイロット信号と前記第3の周波数の第1の円関数である第1の基準信号と前記第3の周波数の第2の円関数である第2の基準信号とをそれぞれ乗算して第1および第2の乗算信号をそれぞれ生成し、前記第1および第2の乗算信号の供給にตอบสนองして所定の低域濾波を行い第1および第2のフィルタ信号をそれぞれ出力し、前記第1のフィルタ信号と前記第1の周波数の第1の円関数である第3の基準信号

とを乗算して第3の乗算信号を生成し、前記第2のフィルタ信号と前記第1の周波数の第2の円関数である第4の基準信号とを乗算して第4の乗算信号を生成し、前記第1のフィルタ信号と前記第4の基準信号とを乗算して第5の乗算信号を生成し、前記第2のフィルタ信号と前記第3の基準信号とを乗算して第6の乗算信号を生成し、前記第3および第4の乗算信号を加算し第1の加算信号を生成し、前記第5および第6の乗算信号を加算し第2の加算信号を生成し、前記第1および第2の加算信号の供給にตอบสนองして所定の低域濾波を行い第3および第4のフィルタ信号をそれぞれ出力し、前記第3および第4のフィルタ信号の供給にตอบสนองして振幅評価を行い前記第1の識別信号を検出することを特徴とするものである。

【0022】

【実施例】次に、本発明の実施例を図4と共通の構成要素には共通の文字／数字を付して同様にブロックで示す図1を参照すると、この図に示す本実施例のパイロット信号検出回路は、第2の従来の技術と同様のBPF1と、乗算器6～9と、加算器10、11と、LPF12、13と、振幅評価回路14とに加えて、パイロット信号Pと基準信号 $e_1(t)$ 、および $e_2(t)$ の各々との乗算を行いそれぞれ信号 R_1 、 R_2 を生成する乗算器2、および3と、信号 R_1 、 R_2 の高調波成分をそれぞれ除去し信号 Q_1 、 Q_2 を出力するローパスフィルタ(LPF)4、5と、を加算し信号 U_1 を生成する加算器10と、従来の基準信号発生回路16の代りに基準信号 e

$1(t)$ 、 $e_2(t)$ 、 $h_1(t)$ 、 $h_2(t)$ を発生する基準信号発生回路15を備える。

【0023】次に、図1を参照して本実施例の動作について説明すると、BPF1により抽出されたパイロット信号Pは、乗算器2、3の各々の一方の入力端に供給される。これら乗算器2、3の他の一方の入力端にはそれぞれ基準信号 $e_1(t)$ 、 $e_2(t)$ が供給される。基準信号 $e_1(t)$ 、 $e_2(t)$ は、パイロット信号Pの搬送波と同一の $3.5f_H$ の周波数の信号であり、それぞれ次式で示される。

$$【0024】 e_1(t) = \cos \omega_p t$$

$$e_2(t) = \sin \omega_p t$$

また、BPF1を経由して供給されるパイロット信号 $P = f(t)$ は、従来の技術で説明したように、次式のよう

$$【0025】 f(t) = A \{ 1 + k \cdot \cos(\omega_s t + \phi) \} \cdot \cos(\omega_s t + \theta)$$

ここで、 ϕ 、 θ はそれぞれ受信されたステレオ識別信号用変調信号およびパイロット信号搬送波と基準信号 $e_1(t)$ 、 $e_2(t)$ との位相差を示す。

【0026】パイロット信号 $f(t)$ は乗算器2、3の各々において基準信号 $e_1(t)$ 、 $e_2(t)$ とそれぞれ乗算され、これら乗算器2、3の各々の乗算結果信号 R_1 、 R_2 がLPF4、5にそれぞれ供給され、高調波成分を除去された信号 Q_1 、 Q_2 がそれぞれ生成される。

【0027】乗算器2、3の出力信号 R_1 、 R_2 はそれぞれ(8)、(9)式で表わされる。

$$\begin{aligned} R_1 &= f(t) \cdot e_1(t) \\ &= A \{ 1 + \cos(\omega_s t + \phi) \} \cos(\omega_p t + \theta) \cos \omega_p t \\ &= (A/2) \cos(2\omega_p t + \theta) + (A/4) k \{ \cos(2\omega_p t + \omega_s t + \theta + \phi) + \cos(2\omega_p t - \omega_s t + \theta - \phi) \} \\ &\quad + (A/2) \cos \theta + (A/4) k \{ \cos(\omega_s t + \theta + \phi) + \cos(\omega_s t + \phi - \theta) \} \dots \dots \dots (7) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_2 &= f(t) \cdot e_2(t) \\ &= A \{ 1 + \cos(\omega_s t + \phi) \} \cos(\omega_p t + \theta) \sin \omega_p t \\ &= (A/2) \sin(2\omega_p t + \theta) + (A/4) k \{ \sin(2\omega_p t + \omega_s t + \theta + \phi) + \sin(2\omega_p t - \omega_s t + \theta - \phi) \} \\ &\quad - (A/2) \sin \theta - (A/4) k \{ \sin(\omega_s t + \theta + \phi) - \sin(\omega_s t + \phi - \theta) \} \dots \dots \dots (8) \end{aligned}$$

これら信号 R_1 、 R_2 対応のLPF4、5通過後のそれぞれの出力信号 Q_1 、 Q_2 はそれぞれ(9)、(10)

$$\begin{aligned} Q_1 &= f(t) \cdot e_1(t) \cdot T_1(s) \\ &= (A/2) \cos \theta + (A/4) k \{ \cos(\omega_s t + \theta + \phi) + \cos(\omega_s t + \phi - \theta) \} \dots \dots \dots (9) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Q_2 &= f(t) \cdot e_2(t) \cdot T_2(s) \\ &= - (A/2) \sin \theta - (A/4) k \{ \sin(\omega_s t + \theta + \phi) - \sin(\omega_s t + \phi - \theta) \} \dots \dots \dots (10) \end{aligned}$$

ここで $T_1(s)$ 、 $T_2(s)$ はそれぞれLPF4、5の伝達関数である。

【0028】信号 Q_1 は乗算器6、8の一方の入力端

に、信号 Q_2 は乗算器7、9の一方の一方の入力端にそれぞれ供給される。一方、乗算器6、9の他の入力端に基準信号 $h_1(t)$ が、乗算器7、8の他の入力端に基準信

号 $h_2(t)$ がそれぞれ供給される。これら $h_1(t)$, $h_2(t)$ は、それぞれステレオおよび2重音声用のそれぞれの識別信号と同一の $f_H/18$, $f_H/57$ の周波数の信号と同一の信号であり次の (11), (12) 式で示す。ここで、ステレオおよび2重音声識別信号の相違点は周

$$h_1(t) = \cos \omega_s t \quad (11)$$

$$h_2(t) = \sin \omega_s t \quad (12)$$

乗算器 6, 7 の各々の出力信号 P_1 , P_2 は加算器 10 に、乗算器 8, 9 の各々の出力信号 P_3 , P_4 は加算器 11 にそれぞれ供給され、加算信号 U_1 , U_2 としてそれぞれ生成される。LPF 12, 13 の各々はこれら加算信号 U_1 , U_2 の供給を受け、高調波成分を除去して信号 V_1 , V_2 を生成し、これら信号 V_1 , V_2 を振幅

波数のみであるので、以下においては従来の第2の回路と同様に説明の便宜上、ステレオ識別信号についての説明する。

【0029】

評価回路 14 に供給する。この振幅評価回路 14 において信号 V_1 , V_2 を振幅評価し、放送中の多重音声モードを判別する。

【0030】乗算器 6~9 の演算はそれぞれ (13) ~ (16) 式で示される。

【0031】

$$\begin{aligned} P_1 &= f(t) \cdot e_1(t) \cdot T_1(s) \cdot h_1(t) \\ &= (A/2) \cos \theta + (A/4) k \{ \cos(\omega_s t + \theta + \phi) + \cos(\omega_s t + \phi - \theta) \} \cos \omega_s t \\ &= (A/2) \cos \theta \cos \omega_s t \\ &\quad + (A/8) k \{ \cos(2\omega_s t + \phi + \theta) + \cos(\phi + \theta) \} \\ &\quad + (A/8) k \{ \cos(2\omega_s t + \phi - \theta) + \cos(\phi - \theta) \} \dots (13) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P_2 &= f(t) \cdot e_2(t) \cdot T_2(s) \cdot h_2(t) \\ &= [- (A/2) \sin \theta + (A/4) k \{ \sin(\omega_s t + \theta + \phi) - \sin(\omega_s t + \phi - \theta) \}] \sin \omega_s t \\ &= - (A/2) \sin \theta \cos \omega_s t \\ &\quad + (A/8) k \{ \cos(2\omega_s t + \phi + \theta) - \cos(\phi + \theta) \} \\ &\quad + (A/8) k \{ \cos(2\omega_s t + \phi - \theta) - \cos(\phi - \theta) \} \dots (14) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P_3 &= f(t) \cdot e_1(t) \cdot T_1(s) \cdot h_2(t) \\ &= (A/2) \cos \theta + (A/4) k \{ \cos(\omega_s t + \theta + \phi) + \cos(\omega_s t + \phi - \theta) \} \sin \omega_s t \\ &= (A/2) \cos \theta \sin \omega_s t \\ &\quad + (A/8) k \{ \sin(2\omega_s t + \phi + \theta) - \sin(\phi + \theta) \} \\ &\quad + (A/8) k \{ \sin(2\omega_s t + \phi - \theta) - \sin(\phi - \theta) \} \dots (15) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P_4 &= f(t) \cdot e_2(t) \cdot T_2(s) \cdot h_1(t) \\ &= [- (A/2) \sin \theta + (A/4) k \{ \sin(\omega_s t + \theta + \phi) - \sin(\omega_s t + \phi - \theta) \}] \cos \omega_s t \\ &= - (A/2) \sin \theta \cos \omega_s t \\ &\quad - (A/8) k \{ \sin(2\omega_s t + \phi + \theta) + \sin(\phi + \theta) \} \\ &\quad + (A/8) k \{ \sin(2\omega_s t + \phi - \theta) + \sin(\phi - \theta) \} \dots (16) \end{aligned}$$

乗算器 6~9 の乗算信号 $P_1 \sim P_4$ を上述のように加算しローパスフィルタを通過させた LPF 12, 13 の各々の出力信号 $V_1 = v_1(t)$, $V_2 = v_2(t)$ はそ

れぞれ (17), (18) 式で表される。

【0032】

$$\begin{aligned} V_1 &= v_1(t) = \{ f(t) e_1(t) T_1(s) h_1(t) + f(t) e_2(t) T_2(s) h_2(t) \} T_3(s) \\ &= (k/4) A \cos(\phi - \theta) \dots (17) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_2 &= v_2(t) = \{ f(t) e_1(t) T_1(s) h_2(t) + f(t) e_2(t) T_2(s) h_1(t) \} T_4(s) \\ &= - (k/4) A \sin(\phi - \theta) \dots (18) \end{aligned}$$

ここで、 $T_3(s)$, $T_4(s)$ はそれぞれ LPF 12, 13 の伝達関数である。

【0033】(17), (18) 式は、位相項が異なるほかは従来の (5), (6) 式と同じであり、したがっ

て、これら信号 V_1 , V_2 は従来の信号 V_1 , V_2 と等価の信号となる。

【0034】振幅評価回路 14 は、これら信号 V_1 , V_2 から識別信号の振幅項 A を検出する。従来と同様に、

／2乗することにより行う。

(19) 式も、従来の検出出力を表わす(7)式と同一であり、したがって、本実施例の回路は、従来の第2の回路と同一の結果をもたらす。

【0037】また、雑音を効果的に除去できるので、上記LPFのカットオフ周波数を高く設定でき検出所要時間を低減できるという効果がある。

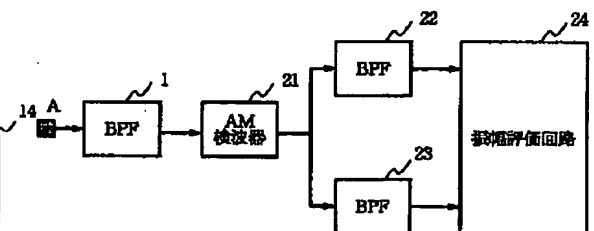
【図 1】本発明のパイロット信号検出回路の一実施例を示すブロック図である。

【図3】従来の第1のパイロット信号検出回路を示すブロック図である。

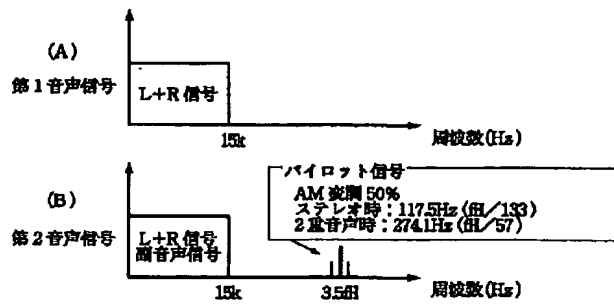
【符号の説明】

- | | |
|---------------|----------|
| 1, 2, 2, 2, 3 | BPF |
| 2, 3, 6~9 | 乗算器 |
| 4, 5, 12, 13 | LPF |
| 10, 11 | 加算器 |
| 14, 24 | 振幅評価回路 |
| 15, 16 | 基準信号発生回路 |
| 21 | AM検波器 |

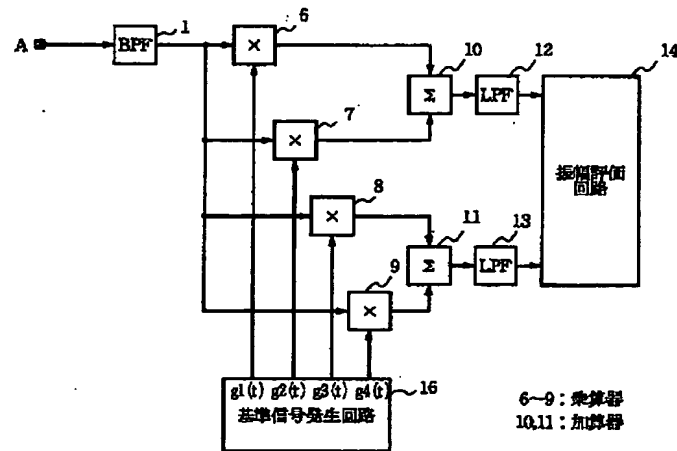
【图 3】



【図 2】



【図 4】



フロントページの続き

(51) Int. Cl. 6

H04S 1/00

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

N